

EMV-Bewertung von Hochvolt-Topologien auf Komponenten- und Systemebene

EMC Evaluation of Automotive High-Voltage Topologies on Component and System Level

Dipl.-Ing. Martin Reuter¹, Dipl.-Ing. Roland Eidher², Dr.-Ing. Wolfgang Pfaff²

¹ Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Universität Stuttgart, martin.reuter@ieh.uni-stuttgart.de

² Robert-Bosch GmbH, Reutlingen, Deutschland

Kurzfassung

Die elektromagnetische Verträglichkeit von Kfz-Komponenten wird nach der Norm CISPR 25 geprüft. Dieser Standard findet auch in der Bewertung von Hochvolt-Komponenten für den elektrifizierten Antriebsstrang seine Anwendung. Allerdings ist bei den vorgeschriebenen Testaufbauten die Auswirkung der zusätzlichen Schirmung des Hochvolt-Kabelbaums nicht vollständig berücksichtigt. Dies hat einen erheblichen Einfluss auf die Messergebnisse. Die Schirmung ermöglicht die Anwendung der Leitungstheorie für fehlangepasste Koaxialkabel, sodass das EMV-Verhalten von Komponenten als Teil eines Hochvolt-Systems mit dem normgerechten Komponententest abgeschätzt werden kann. Eine Simulation zeigt die Anwendbarkeit der Abschätzung des EMV-Verhaltens von HV-Komponenten auf Systemebene. Zusätzlich erfolgen eine messtechnische Validierung der Methode, sowie eine Betrachtung von Potential und Grenzen.

Abstract

Currently, the electromagnetic compatibility of automotive components is tested according to CISPR 25. This standard is also used in the EMC evaluation of high voltage components for the electrified powertrain. However, the additional shielding of the high voltage power harness is not fully taken into account, which leads to a significant deviation of the test results. The shielding allows applying the transmission line theory on EMC test results, leading to an estimation of a component's EMC performance as part of a high voltage system, using the standardized component level test setup. This is proven by simulation, validated by measurement results, and furthermore potential as well as limitations of the method are regarded.

1 EMV-Bewertung von Automobil-Komponenten

Derzeit wird die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) von Kfz-Komponenten mit einem Prüfaufbau bestimmt, welcher in der Norm CISPR 25 [1] beschrieben ist. Dieser Aufbau besteht aus einer Versorgung, zwei Bordnetz nachbildungen (BNN) welche in eine zusätzliche Schirmbox integriert werden und dem Prüfling (engl. DUT - Device under Test). Die BNN bilden dabei die Impedanzverhältnisse eines typischen Fahrzeugkabelbaums nach; ihr Aufbau, sowie die daraus resultierende Eingangsimpedanz, ist in CISPR 16 beschrieben [2]. Mit dem Einsatz dieser BNN soll erreicht werden, dass das DUT während der Komponenten-Messung ein ähnliches EMV-Verhalten aufweist, wie wenn dieses als Teil des Gesamtsystems im Fahrzeug integriert ist. Die Amplitude der leitungsgebundenen EMV-Störgrößen, die eine Störquelle innerhalb der untersuchten Komponente abgibt, wird von der Lastimpedanz dominiert, welche an der Störquelle angeschlossen ist [3]. Allerdings unterscheiden sich die Eingangsimpedanzen des Hochvolt-Bordnetzes deutlich von denen herkömmlicher Niedervolt-Kabelbäume [4]: Während der konventionelle Fahrzeugkabelbaum aus einer großen Anzahl ungeschirmter Einzeladern besteht, werden in Hochvoltbordnetzen geschirmte Koaxialkabel eingesetzt. Im Gegensatz zum Niedervolt-Kabelbaum verhal-

ten sich diese Koaxialkabel ab etwa 10 MHz wie Wellenleiter mit konstantem Wellenwiderstand, die bei Fehlanpassung scharfe Leitungsresonanzen ausbilden [5, 6]. Da derzeit kein alternativer Testaufbau genormt ist, werden Komponenten des Hochvolt (HV) Antriebsstrangs dennoch nach CISPR 25 getestet, um damit die Störgrößen elektrischer Kfz-Antriebssysteme abzuschätzen [7].

Dieser Beitrag beschreibt die Bordnetz-Topologie eines typischen hybridelektrischen Antriebssystems. Ein Vergleich der Eingangsimpedanz des Kabelbaums auf Systemebene mit der des Komponententests zeigt erhebliche Unterschiede, welche zu einem abweichenden EMV-Verhalten des Prüflings bei ansonsten konstanten Rahmenbedingungen führen. Die zusätzliche Schirmung des HV-Kabelbaums ermöglicht es jedoch, die Leitungstheorie auf Störgrößen von HV-Komponenten anzuwenden. Mit Kenntnis der Impedanzverhältnisse auf Systemebene und Messergebnissen des Komponententest lässt sich das EMV-Verhalten auf Systemebene abschätzen.

2 Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums auf Komponenten- und Systemebene

Elektrische Kfz-Antriebssysteme verschärfen die Problematik erheblich, die EMV der verschiedenen Systeme im

Kfz zu gewährleisten. Schnelle Taktflanken und große übertragene elektrische Leistungen erzeugen Störspektren hoher Amplituden, die den Empfang empfindlicher Funkdienste, wie etwa AM- bzw. FM-Radio, Mobilfunk oder GPS-Navigationssignalen, stören können [4].

2.1 Netztopologie des HV-Antriebsstrangs

Um die Beeinflussung benachbarter elektronischer Systeme durch den elektrischen Antriebsstrang zu verringern, sind der HV-Kabelbaum, sowie sämtliche HV-Komponenten, geschirmt ausgeführt [4]. **Bild 1** zeigt die Topologie eines typischen elektrischen Antriebssystems und seiner HV-Komponenten.

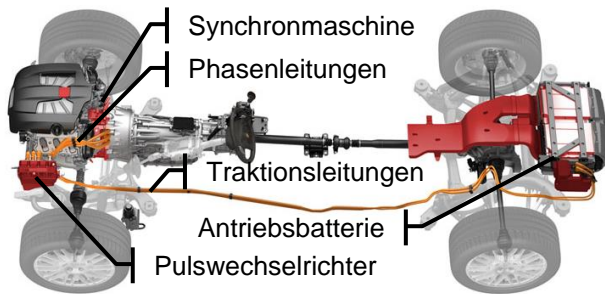


Bild 1 Topologie eines typischen hybridelektrischen Antriebssystems [8]

Bild 1 zeigt ein HV-Antriebssystem, bei dem die Antriebsbatterie unterhalb des Heckofferraums verbaut ist, da sich bei vielen Fahrzeugen nur dort der benötigte Bauraum finden lässt. Zwei koaxial geschirmte Kabel bilden das Traktionsnetz, welches die HV-Batterie mit einem Pulswechselrichter (PWR) im Motorraum verbindet. Der PWR erzeugt aus der Gleichspannung der Antriebsbatterie ein dreiphasiges Wechselspannungssystem, welches über Phasenleitungen eine permanent erregte Synchronmaschine antreibt. Verschiedene Fahrzeugtypen unterscheiden sich bei gleicher System-Topologie in der Größe der Batteriekapazität, in Länge und Querschnitt der verwendeten HV-Kabel, sowie in der Leistung der elektrischen Antriebsmaschine. Der PWR als komplexes Leistungssteuergerät soll nach Möglichkeit bei möglichst vielen unterschiedlichen Fahrzeugtypen einsetzbar sein, um den Entwicklungsaufwand zu reduzieren. Ebenso soll das EMV-Verhalten sämtlicher HV-Komponenten möglichst unverändert sein, so dass sich das Verhalten von in ihrer EMV optimierter Komponenten nicht verändert, wenn diese in unterschiedlichen Systemen als Teil eines Baukastenkonzepts eingesetzt werden. Somit besteht das Ziel einer Bewertung auf Komponentenebene darin, ein EMV-Verhalten zu bestimmen, welches von den anderen im HV-System beteiligten Komponenten unabhängig ist.

2.2 Eingangsimpedanz des Hochvolt-Kabelbaums

Ein Vergleich von Systemtopologie und genormten Komponentenaufbau zeigt, dass der wesentliche Unterschied des Komponententests im Leitungsabschluss der HV-Kabel besteht: Während diese im Normaufbau mit je einer

BNN abgeschlossen werden [7], bildet auf Systemebene die Antriebsbatterie die Abschlussimpedanz des HV-Kabelbaums. **Bild 2** zeigt die gemessene Gleichtakt-Eingangsimpedanz eines Komponententests verglichen mit der Eingangsimpedanz des selben HV-Kabelbaums, abgeschlossen mit einer Li-Ion-Antriebsbatterie [9].

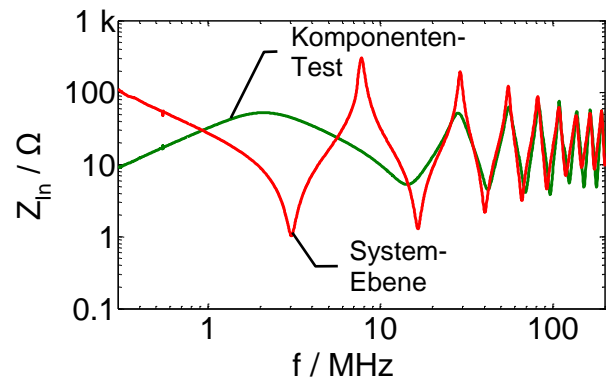


Bild 2 Eingangsimpedanz des Hochvolt-Kabelbaums Z_{in} auf Komponenten- sowie Systemebene

Der Vergleich der Eingangsimpedanzen aus Bild 2 zeigt für Frequenzen unterhalb von 30 MHz Unterschiede von bis zu 33 dB in der Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums. Ab einer Frequenz von ca. 30 MHz unterscheiden sich diese nicht mehr nennenswert, da beide Abschlussimpedanzen ab dieser Frequenz deutlich größer als der Wellenwiderstand des HV-Kabels sind [9].

2.3 Einfluss der Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums auf EMV-Störgrößen

Um den Einfluss der Veränderung in der Kabelbaum-Eingangsimpedanz auf die leitungsgebundenen Störgrößen zu untersuchen, wird der in **Bild 3** gezeigte Komponententest genutzt. Der Prüfling (DUT) ist der PWR eines hybridelektrischen Kfz, der die Hauptstörquelle im Traktionsnetz darstellt [4]. Der PWR versorgt eine Antriebsmaschine (M), welche bei einer Drehzahl von 1000 min^{-1} ein mechanisches Drehmoment von $N = 25 \text{ Nm}$ erzeugt. Die Versorgung des PWR mit Gleichspannung erfolgt über einen HV-Kabelbaum der Länge $\ell = 3,3 \text{ m}$, abgeschlossen mit zwei HV-BNN.



Bild 3 Messaufbau zur Bestimmung der EMV eines HV-Pulswechselrichters auf Komponentenebene

In diesem Aufbau können die HV-BNN durch ein Batteriemodell (Bat-NB) ersetzt werden, um damit die Unterschiede im Störspektrum zu bestimmen [9]. Die leitungsgebundenen Störgrößen des PWR zeichnet ein Messempfänger auf (IFBW = 120 kHz, Peak-Detektor).

Bild 4 zeigt einen Vergleich der gemessenen Störspannung beider EMV-Ebenen.

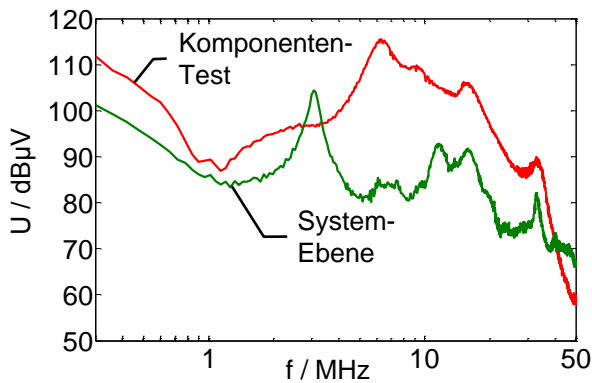


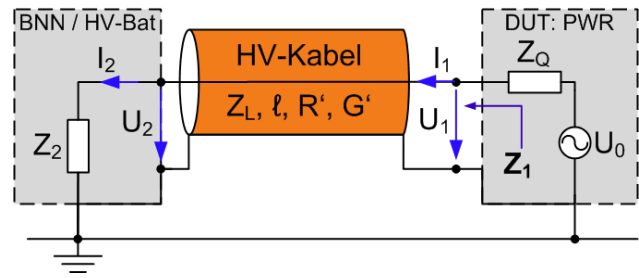
Bild 4 Messergebnisse der Funkstörspannung im Komponententest verglichen mit der auf Systemebene

In Bild 4 ist einen Vergleich der Störspannung des PWR im normgerechten Komponententest (rot) und der auf Systemebene (grün) dargestellt. Dabei ergeben sich über den größten Teil des betrachteten Frequenzbereichs bis zu 30 dB reduzierte Störspannungen. An der Hauptresonanz der HV-Batterie bei 3 MHz tritt eine Störgrößenüberhöhung von ca. 5 dB auf, die im Spektrum zuvor nicht zu erkennen ist. Bei der Betrachtung des Störstromes ergibt sich zusätzlich zu breitbandig erhöhten Störströmen bei 3 MHz eine Resonanzüberhöhung von 25 dB [9]. Ab einer Frequenz von ca. 30 MHz unterscheiden sich die Stör-spektren nicht mehr, da ab dieser Frequenz die Eingangs-Impedanzen der beiden betrachteten EMV-Ebenen gleich sind (siehe Bild 2).

Durch die Unterschiede in der Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums-ergeben sich erheblich unterschiedliche Stör-spektren derselben Komponente. Im schlimmsten Fall kann dies dazu führen, dass die EMV-Optimierung einer Komponente zu einer Verschlechterung der EMV des HV-Systems führt. Da die Eingangsimpedanz des HV-Kabelbaums den wesentlichen Einfluss auf das EMV-Verhalten hat, ist es im Gegenzug möglich, die Kenntnis der Impedanzverhältnisse zu nutzen, um das Verhalten des HV-Systems abzuschätzen.

3 Methode zur Abschätzung der Störgrößen in HV-Systemen

Da die Kabelbaum-Eingangsimpedanz den wesentlichen Einfluss auf die Amplitude der eingekoppelten Störgrößen hat, ist es möglich, mit Kenntnis dieser Impedanz und der Leitungstheorie die Störgrößen für ein beliebiges System zu berechnen. Die in HV-Systemen verwendeten, koaxial geschirmten Kabel mit konstantem Wellenwiderstand erlauben die Verwendung der Leitungstheorie zur theoretischen Beschreibung verlustbehafteter und fehlangepasster Leitungen. Eine Reduktion des Systems auf seine Gleichtaktgrößen ergibt ein elektrisches Ersatzschaltbild, welches in **Bild 5** dargestellt ist.



Ersatzschaltbild zur Berechnung der Gleichtakt-Stör-Spannungen und -Ströme im Aufbau

Die HV-Batterie wird der Prüfling als eine Thévenin-Störquelle beschrieben [10, 11], dessen Quellspannung U_0 an einem gegebenen Betriebspunkt des PWR konstant ist [11]. An den Klemmen des PWR stellt sich in Abhängigkeit der Eingangs-impedanz Z_1 eine Störspannung U_1 und ein Störstrom I_1 ein. Mit Kenntnis der Abschlussimpedanz Z_2 , sowie den Kabelparametern lässt sich diese Impedanz Z_1 berechnen.

3.1 Berechnung der Eingangsimpedanz des Hochvolt-Kabelbaums

Aufgrund von Skin-Effekt und dielektrischen Verlusten in der Isolation der HV-Kabel können die Näherungsformeln für verlustlose Leitungen nicht benutzt werden. Der allgemeine Ansatz der Leitungstheorie zur Berechnung von Z_1 in Abhängigkeit von Z_2 , Z_L und der Kabellänge l ergibt [12]:

$$Z_1 = Z_L \frac{Z_2 \cosh(\gamma l) + Z_L \sinh(\gamma l)}{Z_L \cosh(\gamma l) + Z_2 \sinh(\gamma l)} \quad (1)$$

Die hochfrequenten Verluste werden durch den komplexen Faktor $\gamma = (\alpha + j\beta)$ berücksichtigt. Der Verlustfaktor γ setzt sich dabei aus einem reellen Dämpfungsfaktor α und einem imaginären Phasenkoeffizient β zusammen.

Der Dämpfungsfaktor α zur Berücksichtigung des Skin-Effekts hat dabei zwei Komponenten; eine resistive Längsdämpfung α_R und eine kapazitive Querdämpfung α_G [12]:

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R'}{Z_L} + G' Z_L \right) = \alpha_R + \alpha_G \quad (2)$$

mit $\alpha_R = \frac{1}{2} \frac{R'}{Z_L} = \frac{1}{2 Z_L} \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi}} \left(\frac{\sqrt{\rho_i}}{d} + \frac{\sqrt{\rho_a}}{D} \right) \cdot \sqrt{f}$

und $\alpha_G = \frac{1}{2} G' Z_L = \frac{1}{2} \beta \tan(\delta_c) = \frac{\pi \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c_0} \tan(\delta_c) \cdot f$

Dabei beschreiben ρ_i und ρ_a die Leitfähigkeit, sowie d und D die Durchmesser von Innen- und Außenleiter des HV-Kabels. Die dielektrischen Eigenschaften der Isolation werden über ϵ_r , μ_r und $\tan(\delta_c)$ berücksichtigt. Der Phasenkoeffizient β bestimmt sich hingegen zu [12]:

$$\beta = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c_0} f \quad (3)$$

Bild 6 zeigt die mit Formel (1) berechnete Eingangsimpedanz Z_1 , verglichen mit der Messung von Z_1 eines typischen HV-Kabels, welches mit der Impedanz Z_2 einer Batterie-Nachbildung abgeschlossen ist.

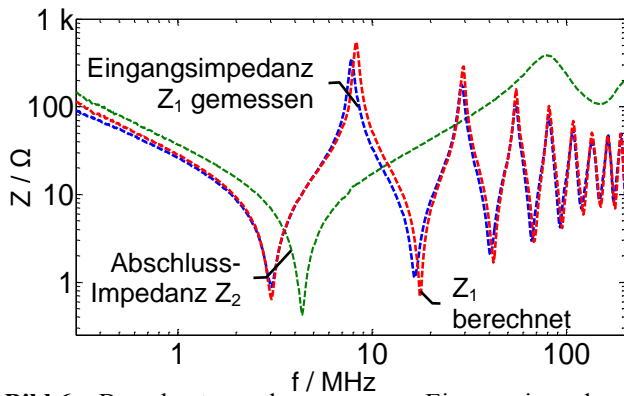


Bild 6 Berechnete und gemessene Eingangsimpedanz Z_1 eines HV-Kabels mit einer Batterienachbildung als Abschlussimpedanz Z_2

Der Vergleich der Eingangsimpedanzen aus **Bild 6** zeigt, dass mit dem allgemeinen Ansatz der Leitungstheorie und den Kabelparametern die Eingangsimpedanz eines Hochvoltkabels berechnet werden kann. Einzig in den Resonanzstellen treten vernachlässigbare Abweichungen auf. Im Bereich von ca. 7 – 15 MHz ergeben sich zwischen der berechneten und gemessenen Eingangsimpedanz durch eine leichte Verschiebung der Resonanzstelle bei 8 MHz ebenfalls geringe Abweichungen.

3.2 Ermittlung der Quellspannung

Mit Kenntnis der Kabelbaumeingangsimpedanz Z_1 und dem Thévenin-Theorem kann auf die Quellspannung der Gleichtakt-Störquelle zurückgeschlossen werden [10]:

$$U_1 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_Q} U_0 \Rightarrow U_0 = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1} U_1 \quad (4)$$

Die allgemeine Leitungstheorie ergibt für die Spannung U_1 am Eingang einer fehlangepassten Leitung [12]:

$$U_1 = \left(\cosh(\gamma \ell) + \frac{Z_L}{Z_2} \sinh(\gamma \ell) \right) U_2 \quad (5)$$

(5) in (4) eingesetzt ergibt für die Quellspannung:

$$U_0 = \frac{(Z_1 + Z_Q)}{Z_1 Z_2} (Z_2 \cosh(\gamma \ell) + Z_L \sinh(\gamma \ell)) U_2 \quad (6)$$

Somit lässt sich mit der Messung der Störspannung U_2 an einer allgemeinen Abschlussimpedanz Z_2 und der Kenntnis der Kabelparameter γ die Quellspannung U_0 der Gleichtaktstörquelle innerhalb des DUT berechnen.

3.3 Abschätzung des Störspektrums von HV-Komponenten auf Systemebene

Da das Thévenin-Äquivalent der Gleichtaktstörquelle bei einem gleichbleibenden Betriebspunkt des DUT konstant ist, lässt sich damit die Amplitude der Störspannung U_2^* für eine beliebige Kabelbaum-Topologie des Hochvoltbordnetzes abschätzen. Gleichung (6) zur Bestimmung der konstanten Quellspannung in Abhängigkeit des angeschlossenen Kabelbaums der verschiedenen HV-Netztopologien wird dazu genutzt, um aus der Störspannung U_2 im Komponententest auf die Störspannung U_2^*

ier allgemeinen Netztopologie mit Z_1^* , Z_2^* , Z_L^* , γ^* und geschlossen werden kann:

$$\begin{aligned} \frac{Z_1^* + Z_Q}{Z_1^* Z_2^*} (Z_2^* \cosh(\gamma^* \ell^*) + Z_L^* \sinh(\gamma^* \ell^*)) U_2^* &= \\ = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1 Z_2} (Z_2 \cosh(\gamma \ell) + Z_L \sinh(\gamma \ell)) U_2 &\quad (7) \end{aligned}$$

gleichung (7) aufgelöst nach U_2^* ergibt:

$$U_2^* = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1 Z_2} \frac{Z_1^* Z_2^*}{Z_1^* + Z_Q} \frac{Z_2 \cosh(\gamma \ell) + Z_L \sinh(\gamma \ell)}{Z_2^* \cosh(\gamma^* \ell^*) + Z_L^* \sinh(\gamma^* \ell^*)} U_2 \quad (8)$$

aus folgt ein Korrekturfaktor k_u mit:

$$k_u = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1^* + Z_Q} \frac{Z_1^* Z_2^*}{Z_1 Z_2} \frac{Z_2 \cosh(\gamma \ell) + Z_L \sinh(\gamma \ell)}{Z_2^* \cosh(\gamma^* \ell^*) + Z_L^* \sinh(\gamma^* \ell^*)} \quad (9)$$

In einer logarithmischen Darstellung der Störspannungen auf Komponenten- und Systemebene kann die Abschätzung der Störspannung U_2^* durch Addition des Korrekturfaktors k_u und der Spannung U_2 erhalten werden:

$$U_2^* = 20 \lg(k_u) + U_2 \quad (10)$$

Durch ein analoges Vorgehen ergibt sich der Korrekturfaktor k_i für den Störstrom I_2^* im HV-System:

$$k_i = \frac{Z_1 + Z_Q}{Z_1^* + Z_Q} \frac{Z_L}{Z_L} \frac{Z_L \cosh(\gamma \ell) + Z_2 \sinh(\gamma \ell)}{Z_L^* \cosh(\gamma^* \ell^*) + Z_2^* \sinh(\gamma^* \ell^*)} \quad (11)$$

$$I_2^* = 20 \lg(k_i) + I_2 \quad (12)$$

Dies ermöglicht aus einer Komponentenmessung und der Kenntnis der Abschlussimpedanzen, sowie den Kabelparametern des HV-Kabelbaums eine Abschätzung der leitungsgebundenen Störgrößen des HV-Systems zu treffen.

4 Anwendung der Methode

Die vorgestellte Methode zur Abschätzung der leitungsgebundenen Störgrößen auf Systemebene soll anschließend auf das Fallbeispiel des PWR angewandt werden.

4.1 SPICE-Simulation

Eine Netzwerk-Simulation mit einem PWR-Modell erlaubt den Vergleich des EMV-Verhaltens des PWR, welcher über ein zweites Kabel einer HV-Batterie verbunden ist. **Bild 7** zeigt einen Vergleich der simulierten Störspannungen im Komponententest, auf Systemebene, sowie das Ergebnis der vorgestellten Abschätzung.

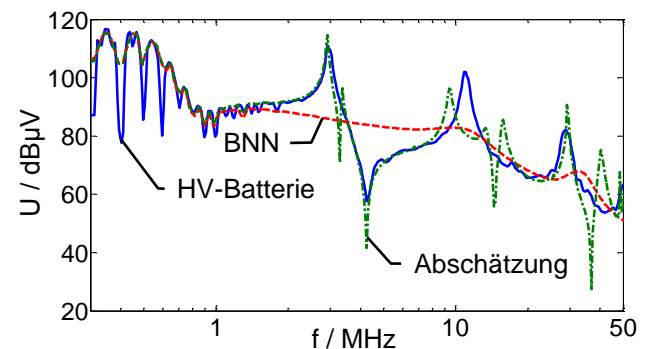


Bild 7 Abschätzung des Störspektrums (grün) verglichen mit simuliertem Spektrum des PWR auf Komponenten- (blau), bzw. Systemebene (rot)

Ein Vergleich der Simulationsergebnisse aus Bild 7 zeigt, dass das Störspektrum des PWR, welcher über einen HV-Kabelbaum versorgt wird, der mit einer HV-Batterie abgeschlossen ist (blau) deutlich von dem des Komponententest mit BNN (rot) abweicht. Es lässt sich ein ähnliches Verhalten wie in Bild 4 erkennen. Der Korrekturfaktor k_u aus Formel (10) ermöglicht es, das Störspektrum auf Systemebene abzuschätzen (grün). Die zusätzlichen Resonanzen in der Abschätzung (z.B. bei 3 MHz) rühren von Leitungsresonanzen des Komponententest her, da auf Komponenten- und System-Ebene unterschiedlich lange HV-Kabelbäume Verwendung finden. Beim Komponententest ist ein HV-Kabel der Länge $\ell = 2,7$ m und einem Wellenwiderstand von $Z_L = 18,5 \Omega$ simuliert, während auf Systemebene ein HV-Kabel der Länge $\ell = 3,3$ m und $Z_L = 11 \Omega$ eingesetzt wurde. Die Abschätzungsmethode erlaubt aus den Messergebnissen im normgerechten Komponententest auf Störgrößen in einen beliebigen HV-Kabelbaum zu schließen.

4.2 Laboraufbau

Zur Validierung der Simulation wird die Störspannung einer Störnachbildung des PWR aus [11] gemessen. Dabei stellen die BNN den Abschluss zweier HV-Kabel der Länge $\ell = 3,3$ m und einem Wellenwiderstand von $Z_L = 18,5 \Omega$ dar. Aus diesen Messergebnissen des Komponententest (dargestellt als rote Kurve in Bild 8) soll das Störverhalten der PWR-Nachbildung auf Systemebene abgeschätzt werden. Dabei stellt sich eine Störspannung ein, die als blaue Kurve in Bild 8 abgebildet ist. Beide werden mit einem Messempfänger bestimmt (Peak Detektor, IFBW 120 kHz). Aus den Messergebnissen des Komponententest ist eine Störgrößen-Abschätzung berechnet, welche als grüne Kurve in Bild 8 dargestellt ist.

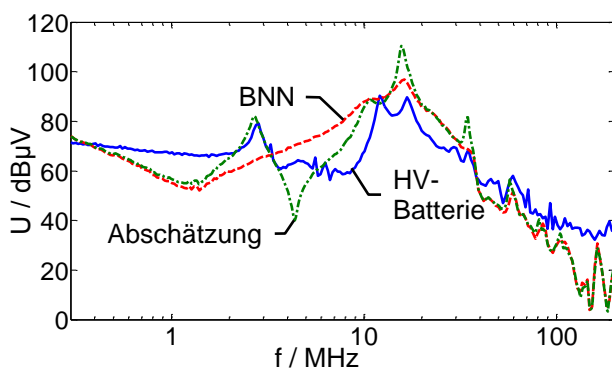


Bild 8 Abschätzung der Störspannung (grün) verglichen mit gemessenem Spektrum auf Komponenten- (rot) und Systemebene (blau)

Die Ergebnisse aus Bild 8 zeigen, dass sich Messergebnisse von Komponententest und Systemebene deutlich unterscheiden, vor allem im Bereich von 1 – 20 MHz. Im Frequenzbereich von 2 – 10 MHz zeigt die Abschätzungsmethode eine wesentliche Verbesserung der Vorhersage des EMV-Verhaltens des PWR auf Systemebene. Über den gesamten betrachteten Frequenzbereich ergibt

sich eine Vorhersagegenauigkeit von ± 10 dB für die Störspannung auf Systemebene.

Die Messergebnisse des sich einstellenden Störstromes dieser PWR-Nachbildung, sowie deren Abschätzung, sind in Bild 9 dargestellt.

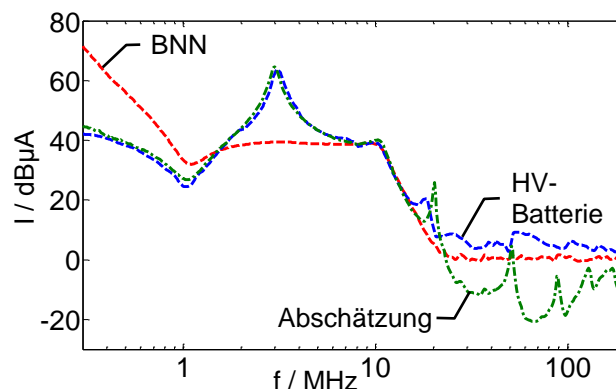


Bild 9 Abschätzung des Gleichtakt-Störstromes (grün) verglichen mit gemessenem Spektrum auf Komponenten- (rot) und Systemebene (blau)

Analog zu realen Komponentennmessungen [9] ergibt sich im Laboraufbau mit der PWR-Nachbildung eine Resonanzüberhöhung des Störstromes auf Systemebene bei ca. 3 MHz um bis zu 25 dB. Die Kurven aus Bild 9 zeigen zudem, dass eine Abschätzung (grün) des Störstromes einer Komponente auf Grundlage eines Komponententest (rot) bis 20 MHz sehr gut funktioniert. Oberhalb von 20 MHz liegt das Spektrum der PWR-Nachbildung unterhalb der Rauschgrenze, sodass mit diesem Laboraufbau keine sinnvolle Vorhersage getroffen werden kann. Insgesamt kann für den Störstrom eine deutlich genauere Vorhersage des Systemverhaltens getroffen werden, als für die Störspannung.

3 Pulswechselrichter

ür eine abschließende Bewertung der vorgestellten Methode wird eine Abschätzung mit dem in Kapitel 2.3 beschriebenen Komponententest des PWR nach CIPSR 25 getroffen. Bild 10 stellt einen Vergleich der Abschätzung (grün), sowie gemessenen Störspannungen auf Komponenten- (rot) und Systemebene (blau) dieses PWR dar.

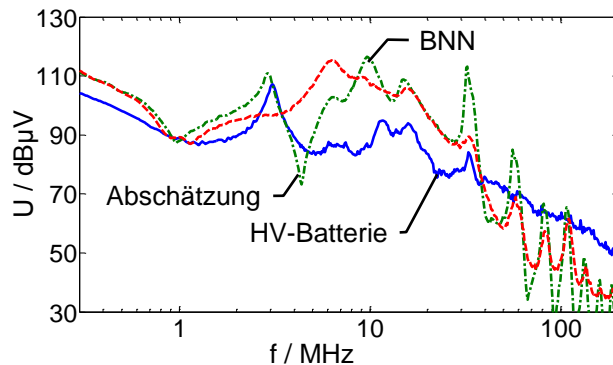


Bild 10 Abschätzung der Störspannung (grün) verglichen mit gemessenem Spektrum auf Komponenten- (rot) und Systemebene (blau)

Die Kurven aus Bild 10 zeigen, dass die Abschätzung der Störspannung bis ca. 3 MHz sehr gut funktioniert. Das Verhalten auf Systemebene kann so deutlich besser bewertet werden. Oberhalb von 3 MHz nimmt die Vorhersagegenauigkeit deutlich ab. Dies kann mit nicht berücksichtigten Effekten, wie beispielsweise der Quellreflektion und Ungenauigkeiten in der Bestimmung der Lastimpedanz für diesen Aufbau begründet werden.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Bei der Bewertung der EMV von HV-Komponenten elektrischer Fahrzeugantriebe nach CIPSR 25 treten erhebliche Abweichungen der leitungsgebundenen Störgrößen auf, verglichen mit dem Verhalten als Teil eines Antriebssystems. Diese betragen bis zu 30 dB und können dazu führen, dass Entstörkonzepte wirkungslos bis schlimmstenfalls kontraproduktiv werden.

Durch die zusätzliche Schirmung des HV-Kabelbaums lässt sich die Leitungstheorie auf EMV-Störgrößen anwenden. Das ermöglicht die Bestimmung der von den EMV-Ebenen unabhängigen Quellspannung der Gleichtaktstörungen. Mit Kenntnis der Impedanzverhältnisse auf Systemebene und der Quellspannung kann eine Korrelation von Komponenten- und Systemebene getroffen werden, sodass sich das Störverhalten einer Komponente in einem beliebigen HV-System abschätzen lässt.

Eine Netzwerksimulation zeigt die grundsätzliche Anwendbarkeit der Methode mit hoher Vorhersagegenauigkeit. Die Abschätzung funktioniert für Störströme nahezu optimal, die Genauigkeit der Abschätzung für Störspannungen kann oberhalb von etwa 3 MHz noch optimiert werden. Da die Methode nur Änderungen der Impedanzverhältnisse berücksichtigt, müssen weitere Effekte, wie beispielsweise die Reflektion der Störgrößen am Eingang des HV-Kabelbaums noch berücksichtigt werden. Dies könnte die Genauigkeit der Korrelation weiter verbessern, insbesondere im Frequenzbereich oberhalb von 3 MHz.

6 Literatur

- [1] CISPR 25, „Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats and on devices – Limits and methods of measurement,“ IEC/DIN-EN 55025, Bruxelles, 2008.
- [2] CISPR 16, „Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods,“ IEC/DIN-EN 55016, Bruxelles, 2005.
- [3] H. Rebholz, Modellierung leitungsgebundener Störgrößen in der Komponenten- und Fahrzeugmessung, 1 Hrsg., Stuttgart: Sierke Verlag, 2010.
- [4] C. Hillmer, M. Mayer und U. Reinhardt, „EMV von Elektro-Hybridfahrzeugen,“ in 5. GMM Fachtagung zur Elektromagnetischen Verträglichkeit in der Kfz-Technik, 21. - 22. Oktober 2009, München, 2009.
- [5] M. Reuter, M. Waible, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Einfluss der Abschlussimpedanz von Hochvoltkabeln auf

Funkstörgrößen in elektrisch angetriebenen Kraftfahrzeugen,“ in *EMV 2012, Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, Düsseldorf, 2012.

- [6] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Influence of Termination Impedance on conducted Emissions in Automotive High Voltage Networks,“ in *EMC Europe, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 17-21 Sept. 2012*, Roma, 2012.
- [7] J. J. Nelson, W. Goodwin, M. Steffka, W. Ivan und M. Kopp, „High Voltage Automotive EMC Component Measurements Using an Artificial Network,“ in *18th Int. Zürich Symposium on EMC*, München, 2007.
- [8] Porsche.com, „<http://www.porsche.com/germany/aboutporsche/responsibility/environment/hybrid/concept/>,“ 2013.
- [9] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Influence of a Traction Battery’s Input Impedance on Conducted Emissions of an Automotive HV Inverter,“ in *EMC Europe, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2 - 6 Sept. 2013*, Brugge, 2013.
- [10] F. Tesche, M. Ianoz und T. Karlsson, „EMC Analysis Methods and Computational Models,“ New York, Wiley and Sons, Inc., 1997, pp. 48-50.
- [11] M. Reuter, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Emulation of Conducted Emissions of an Automotive Inverter for Filter Development in HV Networks,“ in *IEEE EMC International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Denver, Co., 2013.
- [12] T. Zwick, „Grundlagen der Hochfrequenztechnik,“ Vorlesungsskript, 1. Auflage 2008. [Online]. Available: www.ihe.kit.edu/download/GHF_Skript.pdf. [Zugriff am 02. Juli 2013].